

Juan J. Olmos, Ramón Agustí, Fernando Casadevall  
E.T.S. Ingenieros de Telecomunicación - U.P.C.  
Apdo. 30.002 - 08071 BARCELONA

# ABSTRACT

It's a known fact that in high capacity digital radio links the main cause for outage is selective fading due to multipath propagation. In this paper we present the performance of a 16QAM system which includes a high quality carrier recovery loop and, as a selective fading countermeasure, an FI equalizer. Our tool for evaluating the behavior of the system in the presence of multipath will be the signature for a given bit error rate.

## INTRODUCCION

En los radioenlaces digitales de gran capacidad la principal causa del corte del enlace son los desvanecimientos selectivos que se producen al ocurrir fenómenos de propagación por trayectos múltiples en la troposfera.

Los efectos que los desvanecimientos selectivos tienen sobre las prestaciones del sistema pueden desglosarse en tres aspectos fundamentales:

- El desvanecimiento aperiódico (plano), que acompaña a todo desvanecimiento selectivo, disminuye la relación señal/ruido a la entrada del receptor
- La señal recibida aparece distorsionada por distorsión lineal de amplitud y de fase
- Los subsistemas de sincronismo de portadora y de reloj ven degradadas sus prestaciones como consecuencia de la distorsión de la señal

Efectivamente, la demodulación coherente de la señal en recepción precisa de la recuperación de la portadora mediante un subsistema específico (lazo recuperador de portadora) constituido básicamente por:

- Un oscilador controlado en tensión
- Un filtro lineal
- Un detector de fase equivalente

El detector de fase equivalente obtiene la información sobre el error de fase mediante el procesamiento en banda base de los mismos datos recibidos, que, debido a la distorsión de la señal, están contaminados por interferencia intersimbólica (I.S.I.). Esto da lugar a un aumento del parpadeo de fase ("jitter"), que, junto con la disminución de la relación señal/ruido y la distorsión, incrementan considerablemente la probabilidad de error.

A efectos de hacer el sistema mas resistente frente a los desvanecimientos selectivos se utilizan técnicas de igualación (en el dominio del tiempo o en el de la frecuencia) y (o) de diversidad en espacio o frecuencia [1].

En lo que sigue consideraremos un sistema 16QAM, funcionando a 140 Mbits/seg, que incluye un igualador de frecuencia intermedia capaz de corregir la distorsión de amplitud pero no la de fase.

En cuanto al canal troposférico, en periodo de propagación multicamino, tomaremos como modelo analítico el modelo a tres rayos simplificado con retardo constante de 6.3 nseg pro-

puesto por W.D. Rummler en su artículo de [2]. Según este modelo la función de transferencia equivalente paso bajo del canal es:

$$H_C(f) = a \{1 - b \exp[-j2\pi(f-f_d)\tau]\} \quad (1)$$

debiendo de considerarse la posibilidad de que el rayo de mayor amplitud sea el primero en llegar a la antena receptora (desv. de fase mínima) o sea el segundo (desv. de fase no mínima).

## MODELO DE SISTEMA

El modelo equivalente en banda base del sistema de transmisión considerado se muestra en la figura 1.

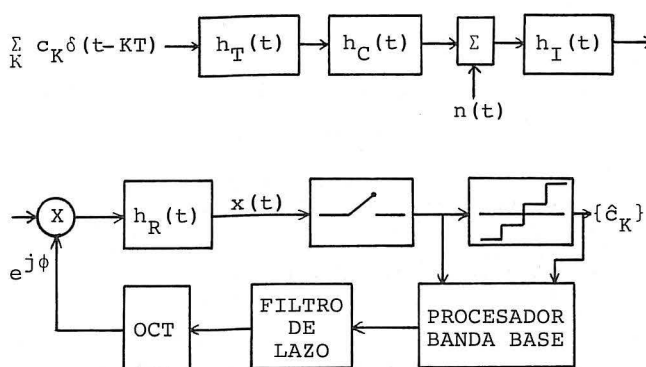


Figura 1 - Modelo del sistema

En la figura 1  $\{c_K\}$  son números complejos que representan a los símbolos 16QAM, siendo:

$$c_K = a_K - jb_K \quad (2)$$

y  $\{a_K\}, \{b_K\}$  son elegidos equiprobablemente del conjunto:  $\{+1, -1, +3, -3\}$ .

En cuanto al resto de bloques, su significado es el siguiente:

- $h_T(t)$  - respuesta al impulso del filtro de transmisión
- $h_C(t)$  - respuesta al impulso del medio de transmisión
- $h_I(t)$  - respuesta al impulso del igualador en F.I.
- $h_R(t)$  - respuesta al impulso del filtro de recepción

Si expresamos  $h_I(t)$  como transformada inversa de Fourier de la función de transferencia del igualador  $H_I(f)$  se cumplen las siguientes relaciones:

$$H_I(f) = H_C(f) / |H_C(f)| - \text{desv. de fase mínima}$$

$$H_I(f) = \{H_C(f) / |H_C(f)|\}^2 - \text{desv. de fase no mínima (se dobla el retardo)}$$

$n(t)$  es ruido gaussiano blanco y  $\phi$  es un proceso aleatorio que representa el error de fase entre la portadora recibida y la recuperada.

#### EL LAZO RECUPERADOR DE PORTADORA

El lazo considerado es el propuesto por A. Leclert y P. Vandamme en [3]. Si tenemos en cuenta que la expresión de la señal compleja demodulada es:

$$x(t) = \sum_K c_K h(t-KT) \exp[j\phi(t)] + n_f(t) \quad (3)$$

donde  $h(t)$  es la respuesta impulsional global y  $n_f(t)$  es ruido gaussiano filtrado podemos expresar una muestra de esta señal como el complejo siguiente:

$$x_1 \equiv x(t_0+1T) \equiv x_1^f - jx_1^q \quad (\forall 1) \quad (4)$$

$t_0$  - instante de muestreo

$x_1^f$  - muestra del canal en fase

$x_1^q$  - muestra del canal en cuadratura

El detector de fase equivalente se caracteriza porque proporciona una salida cuya expresión analítica es:

$$\epsilon_1(\phi) = \text{sgn}(x_1^q) \text{sgn}(x_1^f - \hat{x}_1^f) - \text{sgn}(x_1^f) \text{sgn}(x_1^q - \hat{x}_1^q) \quad (5)$$

donde:

$\text{sgn}(\cdot)$  - función signo

$\hat{x}_1^f$  - símbolo decidido en base a  $x_1^f$

$\hat{x}_1^q$  - símbolo decidido en base a  $x_1^q$

La señal  $\epsilon_1(\phi)$  es un proceso aleatorio que toma valores del conjunto  $\{+2, 0, -2\}$  cada  $T$  segundos ( $T^{-1} = 35$  Mbaudios). Una importante característica del detector de fase es que su sensibilidad depende de la relación señal/ruido.

El detector de fase queda completamente caracterizado por la ecuación (5), y, mas explícitamente, ya que se trata de un proceso aleatorio, por la media de  $\epsilon_1(\phi)$  para una  $\phi$  determinada:

$$\epsilon(\phi) \equiv E_{C_K, n} \{\epsilon_1(\phi) | \phi\} \quad (\text{curva "S"}) \quad (6)$$

Supuesto canal ideal en la figura 2 puede verse la curva "S" correspondiente a este lazo para una relación señal/ruido de 60, 30, 25 y 20 dB (curvas 1, 2, 3 y 4 respectivamente). Observe-se la disminución de pendiente en el origen y por tanto de sensibilidad que produce la disminución de la relación señal ruido. A menor sensibilidad corresponde mayor parpadeo de fase. Puede demostrarse que en este caso se cumple la relación:

$$E\{(\phi - \phi_e)^2\} = 2 B_L T / C^2 \quad (7)$$

siendo  $B_L$  el ancho de banda equivalente de ruido del lazo y  $C$  la pendiente de la curva "S" en el origen.

Así como en el caso de canal ideal el cálculo de la curva "S" supone calcular la media de  $\epsilon_1(\phi)$  respecto al ruido y a todos los posibles símbolos, en caso de desvanecimiento selectivo la media debe calcularse respecto al ruido y respecto a todas las posibles secuencias de símbolos (ya que hay I.S.I.). Analíticamente:

$$\epsilon(\phi) = E_{\{C_K\}, n} \{\epsilon_1(\phi) | \phi\} =$$

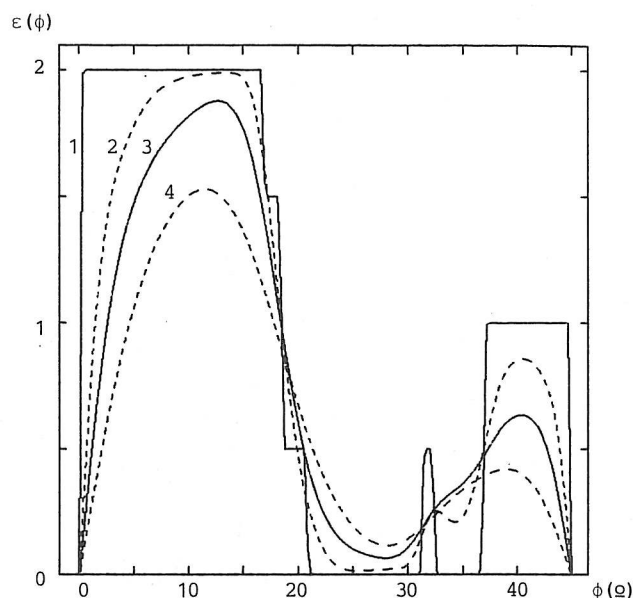


Figura 2 - Curvas "S" para canal ideal

$$= E_{\{C_K\}} \{T_{\beta, -\alpha}^0 \{ \sum_{i=1}^1 \{T_{-\alpha, -\beta}^{2i} - T_{-\alpha, -\beta}^{2i-1}\} - T_{-\alpha, -\beta}^3 \} - T_{\alpha, \beta}^0 \{ \sum_{i=1}^1 \{T_{-\beta, \alpha}^{2i} - T_{-\beta, \alpha}^{2i-1}\} - T_{-\beta, \alpha}^3 \} \} \quad (8)$$

donde:

$$T_{A, B}^m(\phi) = \text{erf} \left\{ \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} (m + A \cos \phi + B \sin \phi) \right\}$$

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

$$\alpha \equiv \sum a_{-K} h_K^R + \sum b_{-K} h_K^I$$

$$\beta \equiv \sum b_{-K} h_K^R - \sum a_{-K} h_K^I$$

$$h(t_0 + KT) = h_K^R + j h_K^I$$

Dado que  $\alpha$  y  $\beta$  son variables aleatorias, evaluar la expresión (8) supondría conocer la función de densidad de probabilidad conjunta de  $\alpha$  y  $\beta$ , o, equivalentemente, todos los momentos, simples y conjuntos de  $\alpha$  y  $\beta$ . Suponiendo una longitud de las secuencias de 7 símbolos hemos calculado los momentos simples y conjuntos de  $\alpha$  y  $\beta$  de manera exhaustiva y evaluado (8) utilizando el método de cuadratura de Gauss bidimensional. A modo de ejemplo presentamos en la figura 3 la curva obtenida para un desvanecimiento centrado de profundidad máxima 5 dB supuesta una relación señal/ruido de 30 dB. Nótese la pérdida de sensibilidad respecto al caso de canal ideal (figura 2, curva 2).

#### CALCULO DE LA PROBABILIDAD DE ERROR

El cálculo de la probabilidad de error para un sistema 16QAM en presencia de distorsión debida a desvanecimientos selectivos puede verse en [4]. En nuestro caso tenemos en cuenta además el parpadeo de fase presente en el demodulador mediante un desarrollo en serie de Taylor de la probabilidad de error alrededor del punto de equilibrio; es decir:

$$P(\epsilon | \phi) \approx P(\epsilon | \phi = \phi_e) + P'(\epsilon | \phi = \phi_e) (\phi - \phi_e) + \frac{P''(\epsilon | \phi = \phi_e)}{2!} (\phi - \phi_e)^2$$

$$P(\epsilon) = E_{\phi} \{P(\epsilon | \phi)\} \approx$$

$$\approx P(\epsilon|\phi=\phi_e) + \frac{P''(\epsilon|\phi=\phi_e)}{2!} E\{(\phi-\phi_e)^2\} \quad (9)$$

El cálculo de la probabilidad de error en el punto de equilibrio y de su derivada segunda requiere nuevamente el uso de la regla de cuadratura de Gauss para calcular los promedios sobre todas las posibles secuencias de símbolos.

#### RESULTADOS

Mediante la técnica expuesta hemos obtenido la signatura del sistema que presentamos en la figura 4 para distintos casos:

- curva 1 - desv. de fase mínima
- " 2 - desv. de fase no mínima
- " 3 - signatura en caso de no usar igualador en F.I.

A efectos de comparación en la figura 5 mostramos las signaturas obtenidas en las mismas condiciones sin tener en cuenta el parpadeo de fase. Nótese que la influencia de éste es particularmente apreciable en la curva 1. El parpadeo de fase presente en cada caso se obtuvo por medio de una simulación en el ordenador del funcionamiento del sistema. De esta simulación se desprende además que en la práctica sería deseable introducir una medida tendiente a evitar que un pequeño residuo a la frecuencia de señalización presente a la salida del filtro del lazo afecte al O.C.T. (dispositivo de alta sensibilidad) ocasionándose por esta razón un parpadeo de fase superior al calculado teóricamente.

#### CONCLUSIONES

Hemos presentado el comportamiento de un sistema 16QAM provisto de un igualador en F.I. como medida de protección frente a los desvanecimientos selectivos. Este sistema, si bien es sencillo de implementar, se muestra insuficiente para evitar el corte del enlace si se presentan desvanecimientos profundos ( $B_{\max} = -20\log(1-b) > 15$ ).

Consideramos como línea a seguir la introducción en la simulación de un nuevo filtro que, sin perturbar el funcionamiento normal del lazo, evite la presencia del residuo mencionado a la entrada del O.C.T..

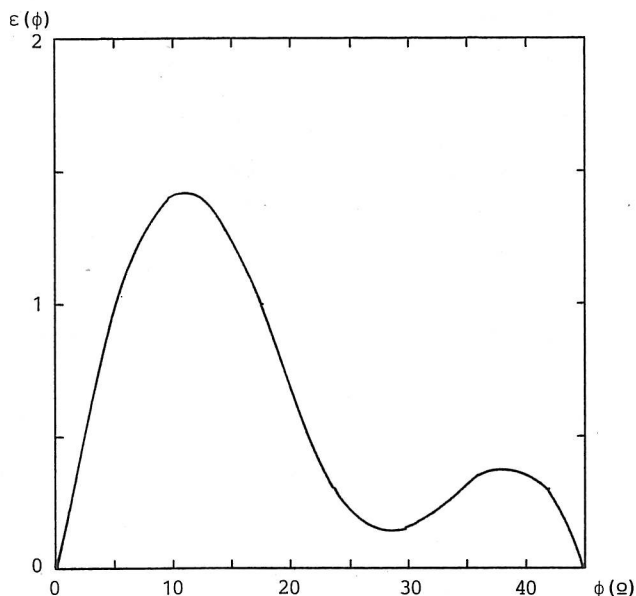


Figura 3 - Curva "S" del lazo para  $B_{\max} = 5 \text{ dB}$ ,  $f_d T = 0.$ ,  $S/N = 30 \text{ dB}$

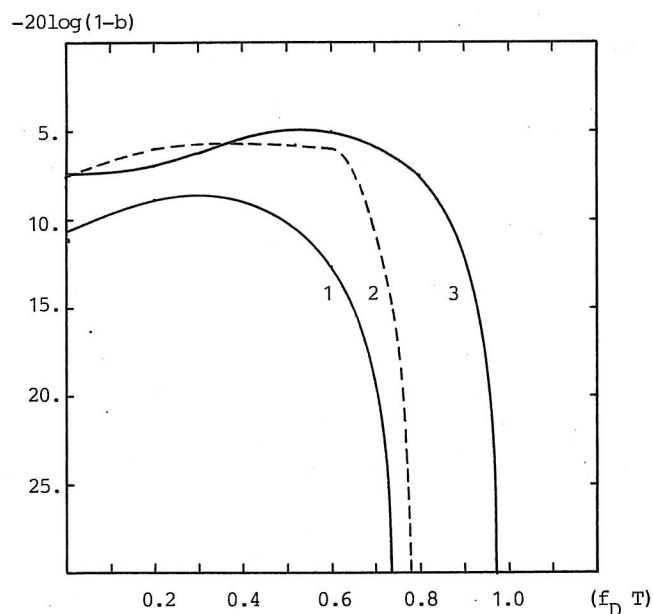


Figura 4 - Signaturas del sistema para  $P(\epsilon) = 10^{-3}$

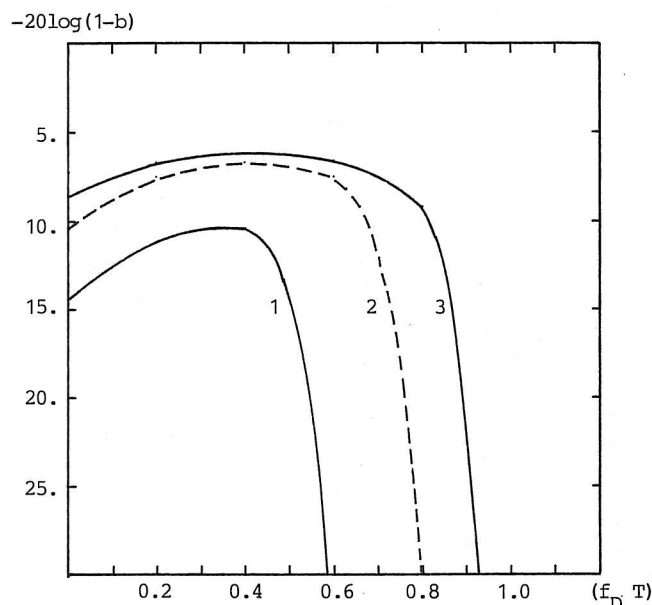


Figura 5 - Signaturas del sistema para  $P(\epsilon) = 10^{-3}$ , sin considerar parpadeo de fase

#### REFERENCIAS

- [1] A.Leclert, P.Vandamme, "Les dispositifs de lutte contre les effets des évanouissements selectifs dans les faisceaux hertziens numériques" Annales des Telecommunications, 1985
- [2] W.D.Rummler, "A new selective fading model: application to propagation data" BSTJ, Mayo 1979
- [3] A.Leclert, P.Vandamme, "Universal carrier recovery loop for QASK and PSK signal sets" IEEE-Transactions on communications, Enero 1983
- [4] R.Agusti, F.Casadevall, "Pseudo-error monitor for 16QAM 140 Mb/seg digital radio" IEEE Transactions on communications, Junio 1986